

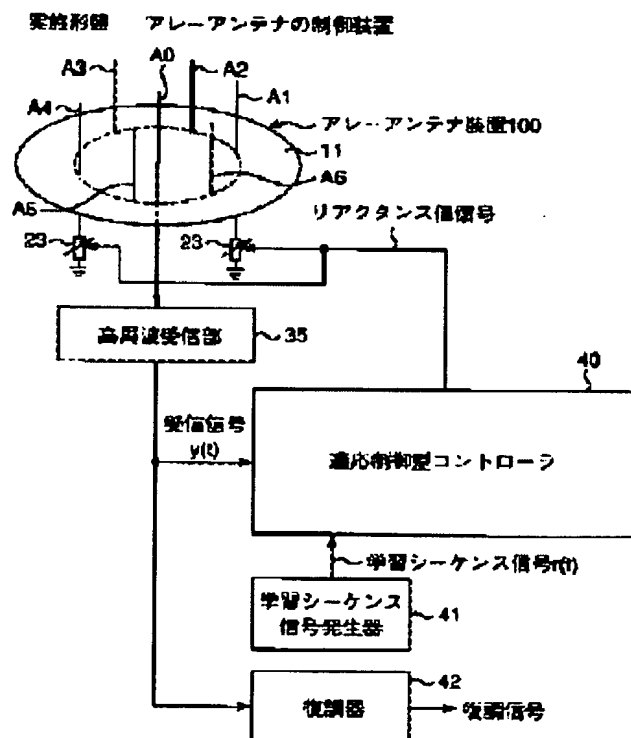
CONTROLLER AND CONTROLLING METHOD OF ARRAY ANTENNA

Patent number: JP2002118414
 Publication date: 2002-04-19
 Inventor: TEI TAKASHI; KAMIYA YUKIHIRO; OHIRA TAKASHI
 Applicant: ATR ADAPTIVE COMM RES LAB
 Classification:
 - international: H01Q3/44; H01Q3/26; H01Q9/32; H01Q9/38;
 H01Q19/32; H01Q21/20
 - european:
 Application number: JP20000307548 20001006
 Priority number(s): JP20000307548 20001006

Report a data error here

Abstract of JP2002118414

PROBLEM TO BE SOLVED: To perform adaptive control of an ESPAR antenna such that a main beam is directed toward a desired wave and null is directed toward an interference wave with no need for imparting the incoming angle of receiving signal previously. **SOLUTION:** The controller 40 performing adaptive control of an array antenna unit 100 of ESPAR antenna comprising one feed antenna element A0 and six parasitic variable reactance elements A1-A6 executes adaptive control shown on Fig. 8 based on a receiving signal $y(t)$ at the time when a learning sequence signal included in a radio signal transmitted from the opposite transmitter is received by the feed antenna element A0 of the array antenna unit 100, and a learning sequence signal $r(t)$ generated from a learning sequence signal generator 41 and identical to the learning sequence signal to calculate and set the reactance value x_m of each variable reactance element A1-A6 for directing the main beam of the array antenna unit 100 in the direction of desired wave and directing null in the direction of interference wave.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-118414

(P2002-118414A)

(43)公開日 平成14年4月19日(2002.4.19)

(51)Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	キーワード(参考)
H 0 1 Q	3/44	H 0 1 Q	3/44
	3/26		3/26
	9/32		9/32
	9/38		9/38
	19/32		19/32
審査請求	有	請求項の数 5	O L
			(全 1 6 頁) 最終頁に続く
(21)出願番号	特願2000-307548(P2000-307548)	(71)出願人	396011680
(22)出願日	平成12年10月6日(2000.10.6)		株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信研究所
			京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2
		(72)発明者	程 俊
			京都府相楽郡精華町光台二丁目2番地2 株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信研究所内
		(74)代理人	100062144
			弁理士 青山 葆 (外2名)
			最終頁に続く

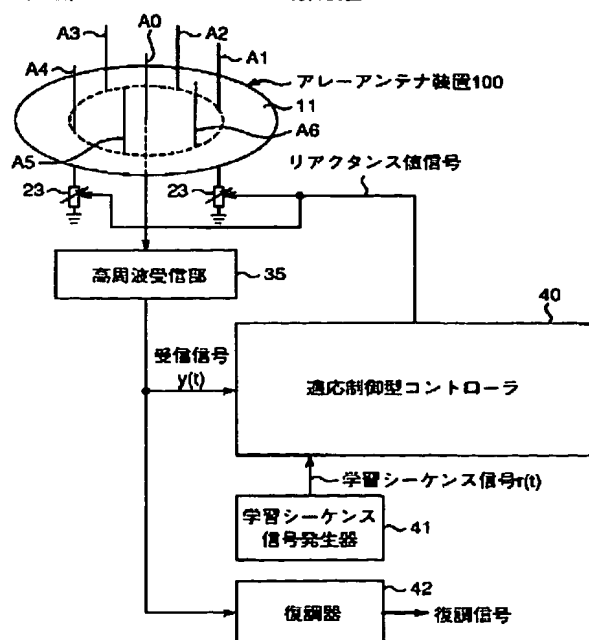
(54)【発明の名称】アレーアンテナの制御装置及び制御方法

(57)【要約】

【課題】 エ斯巴アンテナの制御において、受信信号の到来角度を予め与える必要がなく、所望波に主ビームを向けかつ干渉波にヌルを向けるように適応制御する。

【解決手段】 1つの給電アンテナ素子A0と、6個の無給電可変リアクタンス素子A1乃至A6を備えてなるエスパアンテナのアレーアンテナ装置100を適応制御するための適応制御型コントローラ40は、相手先の送信機から送信される無線信号に含まれる学習シーケンス信号をアレーアンテナ装置100の給電アンテナ素子A0により受信したときの受信信号 $y(t)$ と、学習シーケンス信号と同一であり学習シーケンス信号発生器41で発生された学習シーケンス信号 $r(t)$ とに基づいて、図8の適応制御処理を実行してアレーアンテナ装置100の主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための各可変リアクタンス素子A1乃至A6のリアクタンス値 x_m を計算して設定する。

実施形態 アレーアンテナの制御装置



ることができないという問題点があった。

【0005】本発明の目的は以上の問題点を解決し、エスパアンテナの制御において、受信信号の到来角度を予め与える必要がなく、所望波に対して主ビームを向けかつ干渉波に対してヌルを向けるように適応制御することができるアレーアンテナの制御装置及び制御方法を提供することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明に係るアレーアンテナの制御装置は、無線信号を受信するための放射素子と、上記放射素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数の非励振素子と、上記複数の非励振素子にそれぞれ接続された複数の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記複数の可変リアクタンス素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御装置において、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、各リアクタンス値に対する所定の評価関数値の傾斜ベクトルを計算し、計算された傾斜ベクトルに基づいて当該評価関数値が最大又は最小となるように、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定する制御手段を備えたことを特徴とする。

【0007】また、上記アレーアンテナの制御装置において、上記制御手段は、好ましくは、相手先の送信機から送信される無線信号に含まれる学習シーケンス信号を上記アレーアンテナにより受信したときの受信信号と、上記学習シーケンス信号と同一であり当該制御手段で発生された学習シーケンス信号とに基づいて上記評価関数値を計算し、当該評価関数値が最大となるように制御し、上記評価関数は、上記受信信号と上記発生された学習シーケンス信号との間の相互相関係数であることを特徴とする。

【0008】さらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記制御手段は、好ましくは、相手先の送信機から送信される無線信号に含まれる学習シーケンス信号を上記アレーアンテナにより受信したときの受信信号と、上記学習シーケンス信号と同一であり当該制御手段で発生された学習シーケンス信号とに基づいて上記評価関数値を計算し、当該評価関数値が最小となるように制御し、上記評価関数は、上記受信信号と上記発生された学習シーケンス信号との間の二乗誤差であることを特徴とする。

【0009】またさらに、上記アレーアンテナの制御装置において、上記制御手段は、好ましくは、相手先の送信機から送信される無線信号を上記アレーアンテナにより受信したときの受信信号に基づいて上記評価関数値を計算し、当該評価関数値が最小となるように制御し、上

記評価関数は、上記受信信号の包絡線が一定値となるときに最小となる関数であることを特徴とする。

【0010】また、本発明に係るアレーアンテナの制御方法は、無線信号を受信するための放射素子と、上記放射素子から所定の間隔だけ離れて設けられた複数の非励振素子と、上記複数の非励振素子にそれぞれ接続された複数の可変リアクタンス素子とを備え、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を変化させることにより、上記複数の可変リアクタンス素子をそれぞれ導波器又は反射器として動作させ、アレーアンテナの指向特性を変化させるアレーアンテナの制御方法において、上記各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を順次所定のシフト量だけ摂動させ、各リアクタンス値に対する所定の評価関数値の傾斜ベクトルを計算し、計算された傾斜ベクトルに基づいて当該評価関数値が最大又は最小となるように、上記アレーアンテナの主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための各可変リアクタンス素子のリアクタンス値を計算して設定するステップを含むことを特徴とする。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明に係る実施形態について説明する。

【0012】図1は本発明に係る実施形態であるアレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。この実施形態のアレーアンテナの制御装置は、図1に示すように、1つの給電アンテナ素子A0と、6個の無給電可変リアクタンス素子A1乃至A6とを備えてなる従来技術のエスパアンテナで構成されたアレーアンテナ装置100と、適応制御型コントローラ40と、学習シーケンス信号発生器41とを備える。

【0013】ここで、適応制御型コントローラ40は、例えばコンピュータなどのデジタル計算機で構成され、復調器42による無線通信を開始する前に、相手先の送信機から送信される無線信号に含まれる学習シーケンス信号を上記アレーアンテナ装置100の給電アンテナ素子A0により受信したときの受信信号 $y(t)$ と、上記学習シーケンス信号と同一であり学習シーケンス信号発生器41で発生された学習シーケンス信号 $r(t)$ とに基づいて、図8の適応制御処理を実行することにより上記アレーアンテナ装置100の主ビームを所望波の方向に向けかつ干渉波の方向にヌルを向けるための各可変リアクタンス素子A1乃至A6のリアクタンス値 x_m ($m=1, 2, \dots, 6$)を計算して設定することの特徴としている。具体的には、適応制御型コントローラ40は、各可変リアクタンス素子A1乃至A6のリアクタンス値 x_m ($m=1, 2, \dots, 6$)を順次所定のシフト量 Δx_m だけ摂動させ、各リアクタンス値に対する所定の評価関数（本実施形態では、数23で表される、受信信号 $y(t)$ と上記発生された学習シーケンス信号 $r(t)$ との間の相互相関係数 ρ_n)の値の傾斜ベクトル

はさらに、図1のアレーアンテナ装置100において、各無給電可変リアクタンス素子A1乃至A6に接続された可変リアクタンス素子23のリアクタンス値を変化させることにより、アレーアンテナ装置100の全体の平面指向性特性を適応的に制御するための制御装置及び制御方法を提供する。

【0022】エスバアンテナで構成されたアレーアンテナ装置100のための適応制御型コントローラ40からの出力信号であるリアクタンス値信号を、これらの6個のリアクタンスの関数として簡単に定式化する。本実施形態では、各可変リアクタンス素子23のリアクタンス値を成分として持つ、

$$\text{【数1】 } \mathbf{x} \equiv [x_1, x_2, \dots, x_6]^T$$

で表されるベクトルをリアクタンスベクトルと呼び、上記リアクタンスベクトルは可変であるので、アレーアンテナ装置100の指向性パターンの形成に使用する。

【0023】本実施形態において、信号ベクトル $\mathbf{s}(t)$ を、

【数2】

$\mathbf{s}(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_6(t)]^T$ で定義し、成分 $s_m(t)$ は、アレーアンテナ装置100の m 番目($m=0, 1, \dots, 6$)のアンテナ素子 A_m (すなわち給電アンテナ素子又は無給電リアクタンス素子)で受信されるRF信号であり、上付き文字 T はベクトル又は行列の転置を表す。次に、アレーアンテナ装置100の単一ポートのRF出力信号である受信信号 $y(t)$ (以下の原理説明では、説明の便宜上、高周波受信部35の前段での高周波信号(RF信号)をいう。)は次式によって与えられる。

$$\text{【数3】 } y(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{s}(t)$$

ここで、

$$\text{【数4】 } \mathbf{i} = [i_0, i_1, i_2, \dots, i_6]^T$$

は m 番目のアンテナ素子 A_m 上に現れるRF電流を成分 i_m として持つベクトルである。

【0024】アレーアンテナ装置100の電磁界解析によれば、RF電流ベクトル \mathbf{i} は次式のように定式化される。

$$\text{【数5】 } \mathbf{i} = (\mathbf{I} + \mathbf{j} \mathbf{Y} \mathbf{X})^{-1} \mathbf{y}_0$$

【0025】ここで、 \mathbf{I} は $(6+1) \times (6+1)$ の単位行列であり、対角行列

$$\text{【数6】 } \mathbf{X} = \text{diag}[x_0, x_1, x_2, \dots, x_6]$$

は、リアクタンス行列と呼ばれる。適応制御型コントローラ40及び復調器42の入力インピーダンス x_0 は一定であり、本実施形態では、一般性を失うことなく $x_0 = 0$ と仮定している。さらに、数5では、ベクトル \mathbf{y}_0 は、

$$\text{【数7】 } \mathbf{y}_0 = [y_{00}, y_{10}, y_{20}, \dots, y_{60}]^T$$

で定義し、また、

$$\text{【数8】 } \mathbf{Y} = [y_{kl}]_{(6+1) \times (6+1)}$$

は $(6+1) \times (6+1)$ のアドミタンス行列であるも

のとする。ここで、成分 y_{kl} はアンテナ素子 A_k と A_l との間($0 \leq k, l \leq 6$)の相互アドミタンスを表す。

【0026】 $(6+1)$ 素子のアレーアンテナ装置100の場合、ベクトル \mathbf{y}_0 及びアドミタンス行列 \mathbf{Y} は、相互アドミタンスの6個の成分のみで決定される。これについて以下に説明する。

【0027】公知の相反定理により、通常型のアレーアンテナ装置と同様に次式が成り立つ。

$$\text{【数9】 } y_{kl} = y_{lk}$$

10 【0028】さらに、アレーアンテナ装置100のアンテナ素子 A_m の巡回対称性は次式を含意している。

【0029】

$$\text{【数10】 } y_{11} = y_{22} = y_{33} = y_{44} = y_{55} = y_{66}$$

$$\text{【数11】 } y_{01} = y_{02} = y_{03} = y_{04} = y_{05} = y_{06}$$

$$\text{【数12】 } y_{12} = y_{23} = y_{34} = y_{45} = y_{56} = y_{61}$$

$$\text{【数13】 } y_{13} = y_{24} = y_{35} = y_{46} = y_{51} = y_{62}$$

$$\text{【数14】 } y_{14} = y_{25} = y_{36}$$

【0030】上記数9乃至数14は、数8のアドミタンス行列が相互アドミタンスの6個の成分 $y_{00}, y_{10}, y_{11}, y_{21}, y_{31}$ 及び y_{41} のみによって決定されることを意味している。6つの成分の値は、アンテナ素子 A_m の半径、空間間隔及び長さ等のアンテナの物理的構造に依存し、よってこれは一定である。これまでの説明を要約して、数5におけるアドミタンス行列 \mathbf{Y} を次式のように表記する。

【0031】

【数15】

$$Y = \begin{bmatrix} y_{00} & y_{10} & y_{10} & y_{10} & y_{10} & y_{10} & y_{10} \\ y_{10} & y_{11} & y_{21} & y_{31} & y_{41} & y_{51} & y_{61} \\ y_{10} & y_{21} & y_{11} & y_{21} & y_{31} & y_{41} & y_{51} \\ y_{10} & y_{31} & y_{21} & y_{11} & y_{21} & y_{31} & y_{41} \\ y_{10} & y_{41} & y_{31} & y_{21} & y_{11} & y_{21} & y_{31} \\ y_{10} & y_{51} & y_{41} & y_{31} & y_{21} & y_{11} & y_{21} \\ y_{10} & y_{61} & y_{51} & y_{41} & y_{31} & y_{21} & y_{11} \end{bmatrix}$$

【0032】同様に、数7は次のように書き換えることができる。

$$\text{【数16】 } \mathbf{Y} = [y_{00}, y_{10}, y_{10}, \dots, y_{10}]^T$$

【0033】アレーアンテナ装置100のアンテナ素子で受信される数3における信号ベクトル $\mathbf{s}(t)$ は測定不能であることは強調すべき点である。これは、アンテナ素子上で受信される信号ベクトルが観測される通常の適応型アレーアンテナとは異なる。アレーアンテナ装置100の場合は、単一ポート出力である受信信号 $y(t)$ のみが測定可能であり、これだけが数1のリアクタンスベクトル \mathbf{x} を制御するフィードバックとして使用される。さらに残念ながら、数5が示すように、単一ポート出力である受信信号 $y(t)$ はリアクタンスベクトル \mathbf{x} の高次の非線形関数であって、逆行列の演算を含んでおり、これが適応性能の解析的表現の生成を困難にしている。また、数5における電流ベクトル \mathbf{i} は通常の適

$$\rho_n = \frac{|y(n)r(n)^H|}{\sqrt{y(n)y(n)^H} \sqrt{r(n)r(n)^H}}$$

【0048】ここで、上付き文字Hは複素共役をとる転置を表す。これにより、勾配ベクトルは次式のように定義される。

【0049】

【数24】

$$\nabla \rho_n \equiv \frac{\partial \rho_n}{\partial \mathbf{x}} \equiv \begin{bmatrix} \frac{\partial \rho_n}{\partial x_1} \\ \frac{\partial \rho_n}{\partial x_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial \rho_n}{\partial x_6} \end{bmatrix}$$

【0050】ここで、 $\partial \rho_n / \partial \mathbf{x}$ はリアクタンスベクトル \mathbf{x} についての導関数を表す。

【0051】最急勾配法によって相互相関係数を可能な限り大きくするような良好なリアクタンスベクトル \mathbf{x} を発見するためには、以下の手順を用いる。

(i) 最初に、時刻 n （すなわち、 n 回目の反復）を1に設定し、任意に選択したリアクタンスベクトルの初期値 $\mathbf{x}(1)$ によって開始する。典型的には、初期の指向性パターンが全方向性であるとき、リアクタンスベクトルの初期値 $\mathbf{x}(1)$ はゼロベクトルに等しく設定される。

(ii) 次に、この初期値又は現在の推定値を使用して、時刻 n （すなわち、 n 回目の反復）における勾配ベクトル $\nabla \rho_n$ を計算する。

(iii) 勾配ベクトルの方向と同一の方向に初期値又は現在の推定値を変更することで、リアクタンスベクトルにおける次の推定値を計算する。

(iv) ステップ(ii)に戻って処理を繰り返す。

【0052】詳しくは提案された適応制御処理のフロー図を表す図8を参照して以下のようなステップを実行する。この適応制御処理は、図1の復調器42が無線通信を開始する前に、相手先の送信機からの学習シーケンス信号を含む無線信号を受信しているときに実行される。

【0053】図8において、まず、ステップS1において、 $n=1$ に設定し、時刻 n （ n 回目の反復）における数1のリアクタンスベクトル $\mathbf{x}(n)$ を、任意に選択したリアクタンスベクトルの初期値 $\mathbf{x}(1)$ に設定する。次いで、ステップS2において、図8の内ループを開始する前に、パラメータ $m=0$ とし、ステップS3において、受信信号 $y(t)$ を測定する。そして、ステップS4において、数23を用いて相互相関係数 ρ_n を計算し、上記相互相関係数 ρ_n を摂動前の基準係数（非摂動の係数） $\rho_n^{(0)}$ に代入する。さらに、ステップS5において、パラメータ m を1だけインクリメントし、ステップS6において、リアクタンスベクトルの第 m 成分 x_m

を Δx_m だけ摂動させる。そして、ステップS7において、受信信号 $y(t)$ を測定し、ステップS8において、数23を用いて相互相関係数 ρ_n を計算する。次いで、ステップS9において、相互相関係数のリアクタンスベクトル \mathbf{x} についての傾きを示す導関数 $\partial \rho_n / \partial \mathbf{x}$ を、 $\rho_n - \rho_n^{(0)}$ によって計算する。さらに、ステップS10において、ステップS6で摂動させたリアクタンスベクトルの第 m 成分 x_m を元に戻す。そして、ステップS11において、パラメータ m が無給電可変リアクタンス素子A1乃至A6の数 $M=6$ よりも小さいか否かを判断し、 $m < M$ のときは内ループでステップS5に戻る一方、 $m \geq M$ のときはステップS12に進む。

【0054】ステップS12において、上述の最急勾配法に従って、再帰的關係を使用して次のように時刻 $n+1$ におけるリアクタンスベクトル \mathbf{x} の更新値 $\mathbf{x}(n+1)$ を計算する。

【数25】 $\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{x}(n) + \mu \nabla \rho_n$

【0055】ここで、 μ は収束速度を制御する正の定数であり、例えば $\mu=150$ に設定される。次いで、ステップS13において、 n を1だけインクリメントし、ステップS14において、 n が予め決定された反復回数 N に達していないかどうかを判断し、 $n \leq N$ のとき外ループによりステップS2に戻る一方、 $n > N$ のときは当該適応制御処理を終了する。以上の適応制御処理により、評価関数値を最大にするように収束させることができ、所望波の到来角度が未知でも、アレーアンテナの制御装置100の主ビームを所望波に向けかつ干渉波にヌルを向けるように適応制御することができる。

【0056】勾配ベクトルの正の方向に行なうリアクタンスベクトル \mathbf{x} の連続的な補正は、相互相関係数が大きいという意味で結局は良好なリアクタンスベクトル \mathbf{x} となることは、直観的にも妥当である。

【0057】数24の勾配ベクトル $\nabla \rho_n$ の計算に際しては、幾つか困難のある場合がある。上述のように、これは、(a) 受信信号 $y(t)$ の表現における、取り扱いが難しい逆行列の演算の存在により、勾配ベクトルをリアクタンスベクトル \mathbf{x} の関数として解析的に表すことは容易ではない（数3及び数5参照）、(b) アレーアンテナ装置100の給電アンテナ素子A0及び無給電アンテナ素子A1乃至A6の各々で受信される信号ベクトルを観測できない、という事実に起因している。

【0058】本実施形態において、数24の勾配ベクトル $\nabla \rho_n$ の推定値は、偏導関数の有限の差分による近似値の使用によって導出されている。特に、リアクタンス x_1 に関する1階の偏導関数 $\partial \rho_n / \partial x_1$ が、リアクタンス x_m を $x_m + \Delta x_m$ へと増分をとることによって相互相関係数 ρ_n の変動値に近似される。

【0059】

【数26】

づいて上記評価関数値を計算し、当該評価関数値が最小となるように制御し、上記評価関数は、上記受信信号の包絡線が一定値となるとときに最小となる関数である。

【0073】以上の実施形態においては、学習シーケンス信号 $r(t)$ を構成する各データブロック $r(i)$

($i=1, 2, \dots, N$) は、シンボル数 $P=10$ である擬似ランダム信号であったが、他のシンボル数の信号であつてもよい。また、学習シーケンスを用いた適応制御処理は、通信の最初に行つても、ある時間周期毎に行つてもよい。

【0074】

【実施例】さらに、本実施形態のアレーアンテナの制御装置を用いたシミュレーションとその結果について説明する。

【0075】アレーアンテナ装置100からの出力表現における逆行列の存在(数3及び数5参照)は、その性能の解析的に記述することを困難にすることが考えられる。提案されたアルゴリズム及びアンテナ性能を検証するためにシミュレーションを実施した。我々のシミュレーションでは、(6+1)素子のエスパンテナで構成されたアレーアンテナ装置100を使用している。給電アンテナ素子A0及び無給電リアクタンス素子A1乃至A6はそれぞれ $\lambda/4$ 長のモノポール素子である。我々は、全ての到来信号 $u_q(t)$ ($q=0, 1, \dots, Q$) のパワーを1となるように選択した。ノイズはないものと仮定した。全てのシミュレーションを通じて、数23に定義された相互相関係数の各計算のためのデータブロックのシンボル数は、 $P=10$ に設定された。

【0076】まず、異なる方向から2つの信号が存在するケースについて考える。入力信号対干渉波電力比(以下、信号対干渉波電力比をSIRという。)は、到来信号が1のパワーである仮定により0dBである。 $N=800$ の反復後は、図9に示すように、ビームは所望する信号の 0° に向けられ、また、 135° における干渉波信号に向けてより深いヌルが形成される。このとき、28.26dBの出力SIRが取得される。図10は、図9の指向性パターンを得たときの、反復回数 n に対する相互相関係数 ρ_n の収束特性を示すグラフである。到来信号の学習に使用されたシンボル数は、

【数31】 $P(M+1)N=10 \times (6+1) \times 800=56000$ 個である。

【0077】次に、5つの到来信号が存在する場合について考察する。これらの到来信号のDOAは $[0^\circ, 40^\circ, 55^\circ, 220^\circ, 305^\circ]$ であり、1つを所望された所望波信号とし、他の4つを干渉波信号として、-6.02dBの入力SIRを有している。指向性パターンを図11乃至図15に示す。図面はそれぞれ、所望波信号が $0^\circ, 40^\circ, 55^\circ, 220^\circ, 305^\circ$ から到来している状況に対応し、出力SIRはそれぞ

れ9.09dB, -1.41dB, 2.67dB, 20.03dB, 10.28dBである。図12及び図13は、 40° と 55° の間の角度の分離が僅かである混雑したDOAのケースに関する2つの指向性パターンを示している。両信号は主要ビームとなり、より低い値の出力SIRは性能を低下させる。ここで、図12及び図13からは、このように僅かな角度分離の場合でも、エスパンテナの技術を適用され、かつ適応的に制御されるアレーアンテナ装置100を使用すれば干渉効果を減少させ、SIR利得(即ち、出力と入力とのSIR差)を各々約4.60dB及び8.69dB向上できる。図11乃至図15のこれらのパターンは、 $N=1000$ の反復の後に取得される。学習シーケンスにおけるシンボル数は、合計(7×10^4)である。図16は、図11の指向性パターンを得たときの、反復回数 n に対する相互相関係数 ρ_n の収束特性を示すグラフである。

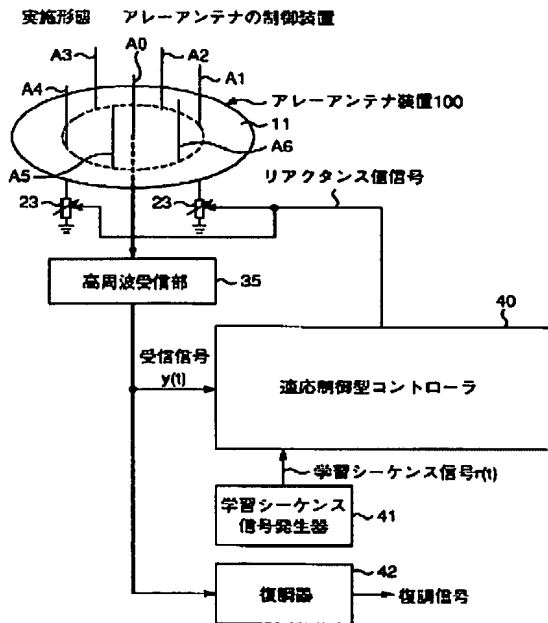
【0078】次に、図11に示されたグラフのシミュレーションと同一のDOA及び入力SIRを有する5つの信号源からの到来信号の適応制御処理を、反復回数を減らして($N=100$)再現する。図17が示すように、ビームは所望される角度 0° に向かって形成され、他のDOA(すなわち $40^\circ, 55^\circ, 220^\circ$ 及び 305°)からの干渉波信号は抑圧されている。このように少ない反復回数であっても、6.58dBの出力SIRはなおも確立されている。図18は、図17の指向性パターンを得たときの、反復回数 n に対する相互相関係数 ρ_n の収束特性を示すグラフである。

【0079】最後に、エスパンテナの技術を適用され、かつ適応的に制御されるアレーアンテナ装置100の出力SIRの統計的性能について考察する。図19($N=40$ のとき)及び図20($N=1000$ のとき)は、 Z で表される出力SIRが横座標の与えられた実数 z を越える確率 $Pr(Z \geq z)$ を示している。これらの図面に関わる計算に際しては、所望された信号は角度 0° から到来するものとし、干渉波信号のDOAは 0° 乃至 359° の範囲で一様にランダムであるように設定している。これらの統計では、1000セットのDOAを全て使用している。曲線は、干渉波信号の数 $Q=1, 2, 3$ 及び4のケースが描かれている。これらの曲線はどう解釈するかについての例として、図20は、 $Q=4$ の場合に、この適応型アンテナが少なくとも20dBの出力SIR(言い替えれば26.02dBのSIR利得)を80%の確率で供給可能であることを含意している。図19と図20を比較すると、より多い反復回数が、本実施形態のアレーアンテナ装置100の出力SIRを増大させることが分かる。

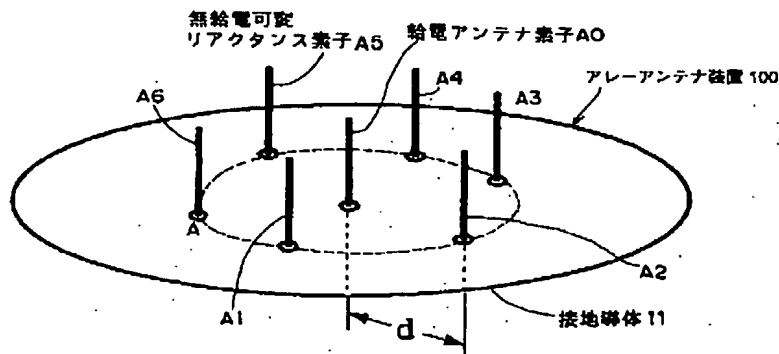
【0080】以上で説明した我々の適応制御アルゴリズムは、アンテナ出力と学習シーケンス信号との間の相互相関係数が大きいという意味で良好な解法を得ている。実施例のシミュレーションで示したように、エスパン

- 7…非励振素子、
 10…誘電体基板、
 11…接地導体、
 12, 13…スルーホール導体、
 20…給電用同軸ケーブル、
 21…中心導体、
 22…外部導体、

【図1】



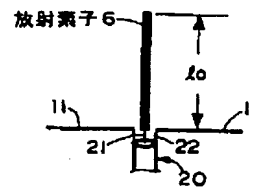
【図2】



- 23…可変リアクタンス素子、
 30…可変電圧直流電源、
 35…高周波受信部、
 40…適応制御型コントローラ、
 41…学習シーケンス信号発生器、
 42…復調器、
 100…アレーアンテナ装置。

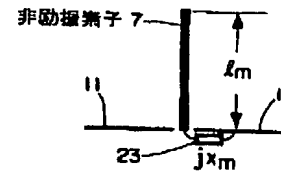
【図3】

給電アンテナ素子A0

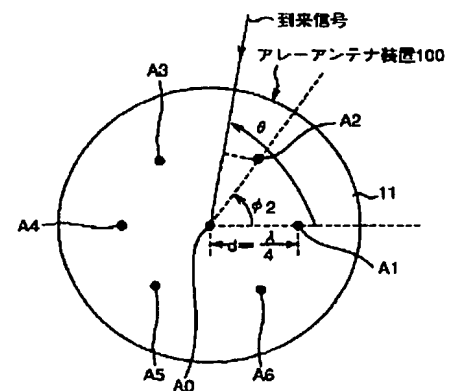


【図4】

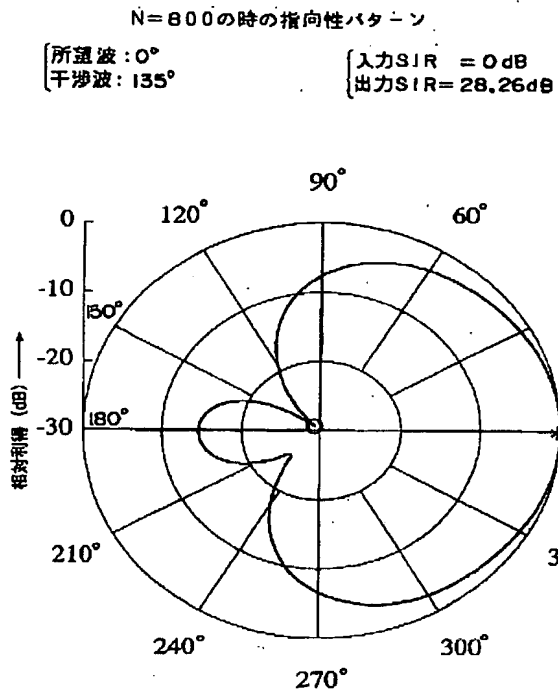
無給電可変リアクタンス素子A1~A6



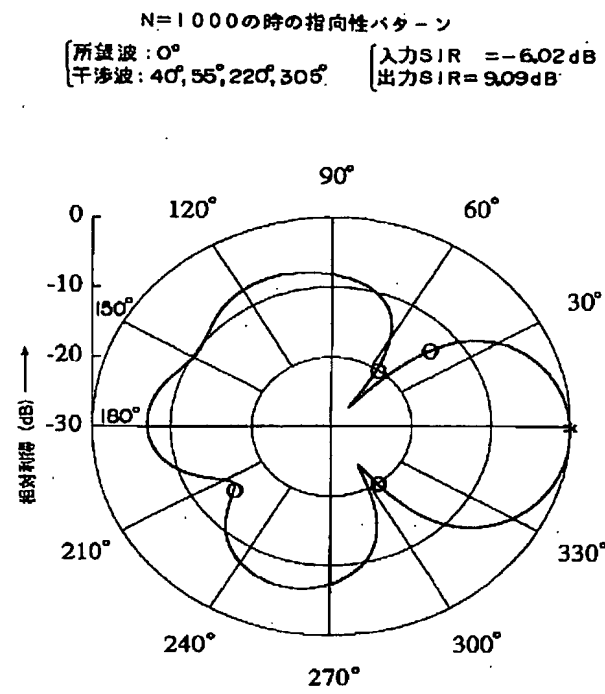
【図6】



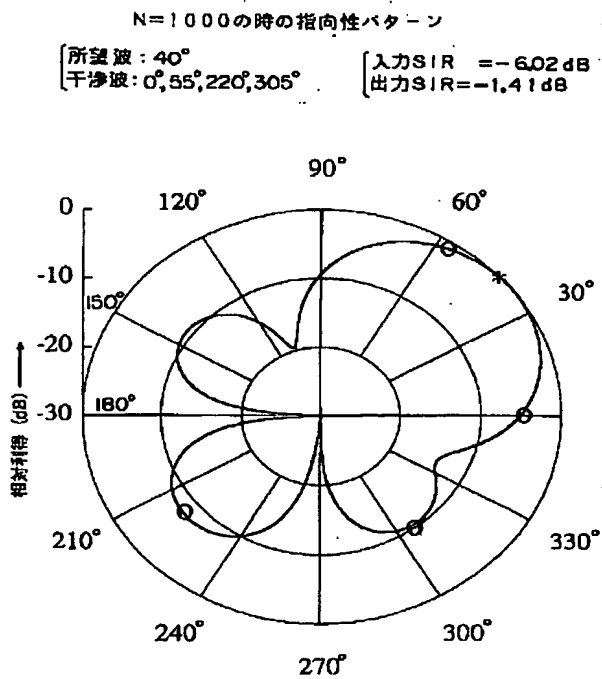
【図9】



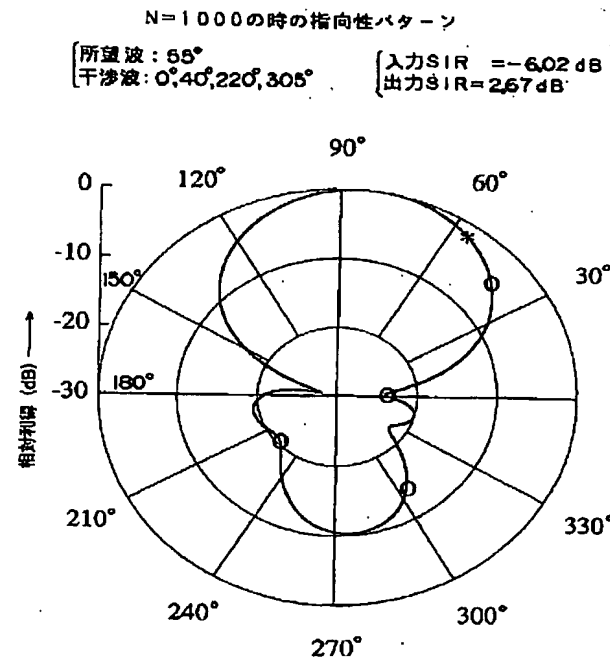
【図11】



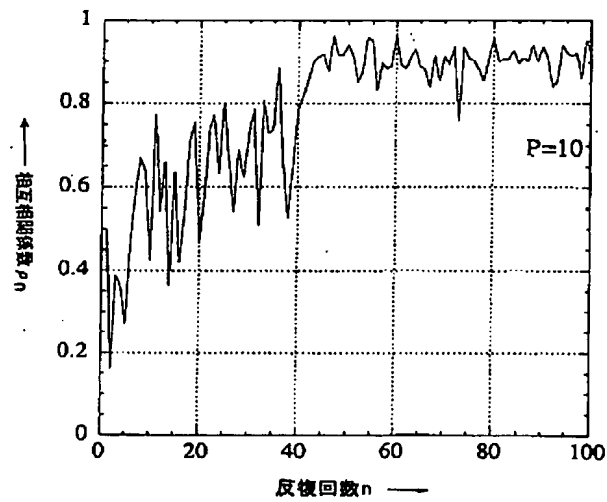
【図12】



【図13】



【図18】



【図19】

